

- 1 -

**Verfahren und Vorrichtung zur Kommutierung
elektromechanischer Aktuatoren**

- 5 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Kommutierung elektromechanischer, kommutatorloser Aktuatoren gemäss dem Oberbegriff von Anspruch 1 und eine Vorrichtung zur Durchführung dieses Verfahrens.
- 10 Bürstenlose Elektromotoren (allgemeiner: elektromechanische, genauer elektromagnetische Aktuatoren) haben elektronische Schalter (z.B. Transistoren) anstelle von sogenannten Bürsten (mechanischen Kontakte). Diese Schalter dienen zur elektronischen Kommutierung des Motors, d.h. sie legen die
- 15 Richtung des Stromes in den Motorwicklungen in Abhängigkeit der Rotorposition und der gewünschten Drehrichtung fest. Die Rotorposition wird mit magnetischen oder optischen Sensoren gemessen. Sensorlose bürstenlose Elektromotoren verzichten auf Sensoren zur Messung der Rotorposition und schätzen die
- 20 Position des Rotors indirekt über die Messung der Ströme und Spannungen der Motorwicklungen. Dadurch werden die Kosten gesenkt und die Zuverlässigkeit des Motors verbessert. Bürstenlose und sensorlose bürstenlose Elektromotoren gibt es als Permanentmagnet- und Reluktanzmotoren.
- 25 Es existieren verschiedene Verfahren zur sensorlosen Kommutierung von Permanentmagnet- und Reluktanz-Motoren. Eine Gruppe von Verfahren berechnet die Rotorposition aus den Motorspannungen und -strömen mit Hilfe von
- 30 mathematischen Modellen. Diese Verfahren sind sehr aufwendig und daher mit hohen Kosten verbunden: Die Motorspannungen und -ströme müssen gemessen werden, die Parameter des Motors müssen bekannt sein (d.h. diese müssen vorher für jeden

- 2 -

Motortyp gemessen werden oder im Betrieb geschätzt werden) und es müssen mit hoher Geschwindigkeit aufwendige Berechnungen durchgeführt werden.

- 5 Eine andere Gruppe von Verfahren verwendet die Back-EMF Spannung des Motors als Informationsquelle. Dabei wird einerseits die Back-EMF Spannung aus den Motorspannungen und -strömen geschätzt (siehe oben). Andererseits kann die Back-EMF Spannung bei einer Motorwicklung im stromlosen
10 Zustand direkt gemessen werden. Der Nachteil besteht darin, dass diese Motorwicklung, da stromlos, nicht zur Erzeugung von Drehmoment genutzt werden kann, der Motor bei gleicher Auslegung also weniger Drehmoment erzeugt. Dies fällt besonders stark bei Motoren mit wenigen Wicklungen ins
15 Gewicht.

- In der US-4520302 beschreiben Acarnley et al. ein Verfahren, bei welchem die Rotorposition über die Messung der Induktivität der Motorspulen geschätzt wird. Diese
20 Induktivität wird verändert durch den magnetischen Fluss des Rotors und durch den Strom in der Wicklung selbst. Bei diesem Verfahren werden die Motorwicklungen mit einem getakteten Treiber (Chopper, PWM Driver) angesteuert und die Ein- und Ausschnittzeiten des getakteten Treibers gemessen.
25 Die Induktivität errechnet sich aus dem Verhältnis von Stromänderung ΔI pro Zeitintervall Δt .

- Der Vorteil liegt darin, dass das Verfahren mit einer reinen Zeitmessung einfach und kostengünstig durchgeführt werden
30 kann und dass die Motorenwicklung während der Messung mit dem nominalen Strom durchflossen wird und somit Drehmoment erzeugen kann. Das Verfahren funktioniert auch wenn der Motor stillsteht.

- 3 -

Es ist eine Aufgabe der Erfindung, ein Verfahren und eine Vorrichtung zu schaffen, die gegenüber den bereits bekannten Ansätzen eine einfachere und somit kostengünstigere

5 Kommutierung bürstenloser elektromechanischer Aktuatoren ermöglichen. Diese Aufgabe wird durch ein Verfahren mit den Merkmalen von Anspruch 1 gelöst. Bevorzugte

10 Ausführungsformen dieses Verfahrens, eine für dessen Durchführung geeignete Vorrichtung sowie ein bevorzugtes Anwendungsgebiet sind in den abhängigen Ansprüchen angegeben.

Die Lehre der Erfindung wird im Folgenden anhand eines bevorzugten Ausführungsbeispiels unter Bezugnahme auf die

15 Figuren näher erläutert. In der Beschreibung zu den Figuren 1 - 6 wird ein Verfahren vorgestellt, das auf besonders einfache Weise die Detektion des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung ermöglicht. Die Kommutierung der Motorwicklung wird bevorzugt in der Nähe dieses Nulldurchgangs der Back-EMF

20 Spannung und in gewissen Fällen ein vorgegebenes Zeitintervall nach diesem Nulldurchgang vorgenommen, was nachstehend (ab Gleichung 12) begründet und näher erläutert wird. Diese Erkenntnisse ermöglichen ein besonders einfaches und effizientes Verfahren zur sensorlosen Kommutierung der

25 Motorwicklung, das schliesslich zu den Figuren 8 - 11 am Beispiel eines Permanentmagnet-Schrittmotors näher beschrieben wird.

Im einzelnen zeigen:

30

Figur 1 Das Schaltbild einer durch einen bipolaren Treiber angesteuerten Motorwicklung,

- 4 -

- Figur 2 den zeitlichen Verlaufs des Stroms in der
Motorwicklung von Figur 1,
- 5 Figur 3 den normierten, zeitlichen Verlauf des Stroms in
der Motorwicklung und des Schaltverhältnisses
(Duty Cycle) beim Einschalten des Stroms,
- 10 Figur 4 die normierten, zeitlichen Verläufe von
Wicklungsstrom, Duty Cycle und Back-EMF Spannung
in der Anlaufphase des Motors,
- Figur 5 die zeitlichen Verläufe der in Figur 4
dargestellten Grössen, bei übersteuertem Betrieb,
- 15 Figur 6 die zeitlichen Verläufe der in Figur 4
dargestellten Grössen bei fast vollständig
übersteuertem Betrieb,
- 20 Figur 7 die Back-EMF Spannung, den Wicklungsstrom und
deren Produkt in Funktion der Rotorposition,
- Figur 8 das Schema einer Ansteuerschaltung für einen
zweiphasigen Schrittmotor mit sensorloser
Ansteuerung,
- 25 Figur 9 die Schaltzustände der getakteten Treiber dieses
Schrittmotors bei Betrieb im Vollschrittmodus
(2-Phase ON),
- 30 Figur 10 ein Flussdiagramm der Abläufe während eines
Anlaufschritts des Motors von Figur 8,
- Figur 11 ein Flussdiagramm der Abläufe während des ersten
Motorschritts,
- 35

- 5 -

Figur 12 ein Schaubild der Anfangswertbestimmung für vorgegebene Chopperperiode T_{CH} , und
Figur 13 ein Schaubild analog Fig. 12 für vorgegebene On-Zeit des Choppers.

- 5 In Figur 1 ist das Schaltbild einer durch einen bipolaren Treiber angesteuerten Motorwicklung dargestellt. Die Motorwicklung wird durch den Wicklungswiderstand R , die Wicklungsinduktivität L und eine Back-EMF Spannungsquelle E
- 10 modelliert. Die Back-EMF Spannung wird durch die Änderung des magnetischen Flusses des Rotors induziert. Sie ist im Allgemeinen sinus- oder trapezförmig.
- Die Motorwicklung wird durch einen getakteten Treiber
- 15 angesteuert. In diesem Beispiel handelt es sich um eine H-Brücke oder Bipolaren Treiber, das Verfahren ist jedoch auch mit einem unipolaren Treiber oder einer beliebigen anderen Treiber-Topologie durchführbar.
- 20 Die H-Brücke weist vier Schalttransistoren $S_1 - S_4$ auf, über die die Motorwicklung mit einer Versorgungsspannung U_s verbindbar ist. Parallel zu den Schalttransistoren $S_1 - S_4$ sind Freilaufdioden $D_1 - D_4$ vorgesehen. Werden die Schalttransistoren S_1 und S_4 (resp. S_3 und S_2) eingeschaltet,
- 25 so fließt von U_s durch R , L und E ein Strom. Dieser Strom wird in einem Schalttransistor oder in einem in Figur 1 nicht eingezeichneten, zusätzlichen Messwiderstand (Shunt), gemessen.
- 30 Bei Erreichen eines nachstehend zu Figur 2 erläuterten, bestimmten Kriteriums wird der Schalttransistor S_2 (resp. S_4) ausgeschaltet. Der Strom fließt dann über die Freilaufdiode D_3 (resp. D_1) weiter. Bei einem weiteren

- 6 -

Kriterium (siehe unten) wird der Schalttransistor wieder eingeschaltet. Alternativ können auch beide Schalttransistoren ausgeschaltet werden. Dann fließt der Strom sog. "regenerativ" zu U_s zurück. Dies wird hier nicht
5 weiter ausgeführt, das Verfahren funktioniert jedoch auch in diesem Fall.

Figur 2 zeigt den prinzipiellen Stromverlauf in der Motorwicklung, der sich durch das Schalten des getakteten
10 Treibers ergibt: Während der Einschaltphase T_{ON} steigt der Strom (in erster Näherung) linear bis zu einem maximalen Wert I_{MAX} an. Während der Ausschaltphase T_{OFF} fällt der Strom auf den minimalen Wert I_{MIN} . Kriterium für das Ausschalten des Stroms ist im Allgemeinen das Erreichen des maximalen
15 Stromwertes I_{MAX} .

Mögliche Kriterien für das (Wieder-)Einschalten des Stromes sind: das Erreichen oder Unterschreiten eines Minimalwerts I_{MIN} des Stroms; das Erreichen oder Überschreiten einer
20 bestimmten Ausschaltzeit T_{OFF} ; oder das Erreichen oder Überschreiten der Periodendauer $T_{ON} + T_{OFF}$.

Das Ein- und Ausschalten des getakteten Treibers erfolgt mit einer Frequenz, die deutlich höher ist, als die elektrische
25 oder mechanische Zeitkonstante des Motors. Im Mittelwert stellt sich ein mit guter Näherung konstanter Wicklungsstrom I_{PWM} ein. Die Welligkeit des Stromes ΔI (Ripple) ist klein im Vergleich zum Strom I_{PWM} .

30 Das beschriebene Verfahren hängt grundsätzlich nicht davon ab, wie die Ein- und Ausschaltzeiten erzeugt und stabil gehalten werden. Verschiedene Verfahren sind bekannt und werden in der Literatur beschrieben (z.B. bei Mitchel, DC-DC

- 7 -

Switching Regulator Analysis). Üblicherweise wird bei Erreichen von I_{MAX} ausgeschaltet und nach Erreichen von T_{OFF} wieder eingeschaltet. Das Verfahren wird in der Folge für diesen Fall detailliert beschrieben.

5

Für die Einschaltphase T_{ON} gilt:

$$U_s = R \cdot I + sL \cdot I + E + 2 \cdot U_{DS} \quad (1)$$

10 Für die Ausschaltphase T_{OFF} gilt:

$$0 = R \cdot I + sL \cdot I + E + U_{DS} + U_{Diode} \quad (2)$$

Dabei steht U_{DS} für die Drain-Source Spannung über einem Schalttransistor und U_{Diode} für die Diodenspannung. Mit dem Verfahren "State-Space-Averaging" (z.B. beschrieben in dem bereits zitierten Werk von Mitchel) können die beiden zeitdiskreten Zustände (Gleichungen 1 und 2) in eine kontinuierliche Darstellung (Gleichung 3) überführt werden.

20 Werden U_{DS} und U_{Diode} in erster Näherung vernachlässigt (oder als Widerstände modelliert und zum ohmschen Widerstand R der Motorwicklung gerechnet), so ergibt sich damit:

$$d \cdot U_s = R \cdot I + sL \cdot I + E \quad (3)$$

25

mit

$$d = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \quad (4)$$

30

- 8 -

Das Verhältnis von Einschaltdauer zu gesamter Periode (Gleichung 4) wird auch "Duty Cycle" genannt.

Wenn der Strom I konstant gehalten wird,

5

$$I = I_{PWM} = \text{konstant} \quad (5)$$

dann wird Gleichung 3 zu

10

$$d \cdot U_s = R \cdot I_{PWM} + E \quad (6)$$

oder

$$E = d \cdot U_s - R \cdot I_{PWM} \quad (7)$$

15

Die Versorgungsspannung U_s und der Wicklungswiderstand R sind in vielen Fällen bekannt oder können einfach gemessen werden. Der Strom I_{PWM} wird gemäss der obigen Annahme durch den getakteten Treiber auf einem bekannten und konstanten Wert gehalten; d.h. der Strom muss nicht gemessen werden. Man erkennt, dass die Wicklungsinduktivität in Gleichung 7 nicht vorkommt und die Messung der Back-EMF Spannung nicht beeinflusst.

20

Somit kann die Back-EMF Spannung gemäss Gleichung 7 einzig durch Messung der Ein- und Ausschaltzeiten T_{on} und T_{off} des getakteten Treibers bestimmt werden. In der Praxis liegt die Information, ob der getaktete Treiber ein- oder ausgeschaltet ist, bereits in Form digitaler Signale vor. Die Messung der Ein- und Ausschaltzeiten kann ohne zusätzliche Mess-Sensoren einfach, kostengünstig und sehr genau z.B. durch digitale Schaltungen (Timer) erfolgen.

30

- 9 -

Für die sensorlose Kommutierung von Elektromotoren ist der genaue Wert der Back-EMF Spannung gemäss Gleichung 7 im Allgemeinen nicht notwendig; vielmehr genügt die Kenntnis
5 des Nulldurchgangs, also wenn die Back-EMF Spannung Null erreicht.

Für $E = 0$ vereinfacht sich Gleichung 6 bzw. Gleichung 7 zu

$$10 \quad d_0 = \frac{R \cdot I_{PWM}}{U_s} \quad (8)$$

Der mit d_0 bezeichnete Duty Cycle im Nulldurchgang der Back-EMF Spannung kann einfach aus dem Wicklungswiderstand R , dem Strom I_{PWM} und der Versorgungsspannung U_s berechnet werden.
15 Wenn einer oder mehrere dieser Parameter nicht genau bekannt sind oder sich im Betrieb oder über die Lebensdauer ändern können, dann kann dieser Duty Cycle d_0 auch auf einfache Weise gemessen werden. Im Stillstand des Motors ist die Back-EMF Spannung E definitionsgemäss Null. Der
20 Wicklungswiderstand R und Versorgungsspannung U_s verändern sich grundsätzlich nicht, wenn der Motor still steht. Der Duty Cycle bei Stillstand des Motors entspricht also d_0 , so dass es genügt, im Stillstand des Motors, z.B. kurz vor dem Anfahren des Motors, den Duty Cycle zu messen um d_0 zu
25 bestimmen.

Der Duty Cycle gemäss Gleichung 4 errechnet sich aus den Ein- und Ausschaltzeiten T_{ON} und T_{OFF} . In der Praxis wird T_{OFF} häufig konstant gehalten, z.B. durch ein Monoflop
30 (Monostabiler Multivibrator), d.h. die einzige variable Grösse ist T_{ON} . Anstelle des Duty Cycle d wird T_{ON} berechnet bzw. gemessen. Gleichung 8 und Gleichung 4 ergeben somit

- 10 -

$$T_{ON0} = \frac{R \cdot I_{PWM}}{U_s - R \cdot I_{PWM}} T_{OFF} \quad (9)$$

Im Folgenden ist der Verlauf des Duty Cycle (gemäss Gleichung 6) für verschiedene Back-EMF Spannungen beschrieben. Die Grafiken basieren auf der Simulation eines Motors mit sinusförmiger Back-EMF Spannung. Die Werte von Strom und Spannung wurden auf 1 bzw. 100% normiert. Die Aussagen sind somit unabhängig von Motorparametern.

10

Figur 3 zeigt den Verlauf des Wicklungsstromes I in Funktion der Zeit. Der Strom steigt exponentiell an (L-R Glied) bis zum Strommaximum I_{MAX} (100%) Gleichzeitig ist der Duty Cycle d aufgezeichnet. Während des exponentiellen Stromanstiegs ist der Duty Cycle d 100%, da der getaktete Treiber immer eingeschaltet ist. Sobald der Wicklungsstrom I den Maximalwert I_{MAX} erreicht, beginnt der getaktete Treiber periodisch ein- und auszuschalten. Der Strom hat im Mittel den konstanten Wert I_{PWM} und hat nun die in Figur 2 dargestellte charakteristische Form.

20

Die Back-EMF Spannung ist hier noch Null. Der Duty Cycle d ist während des Einschaltens des Wicklungsstroms immer 100%, daher kann während dieser Phase die Back-EMF Spannung nicht gemessen werden.

25

Figur 4 zeigt den Verlauf des Wicklungsstromes I und des Duty Cycle d für eine angenommene sinusförmige Back-EMF Spannung E. Am Anfang ist der exponentielle Anstieg des Wicklungsstromes I zu sehen, wie oben beschrieben. Danach bleibt der Wicklungsstrom auf dem konstanten Wert I_{PWM} . Während einer ersten Phase (Back-EMF Spannung noch Null) bleibt der Duty Cycle d auf einem konstanten Wert (hier ca.

30

- 11 -

40%). Nach einer Zeit (hier ca. 2ms) beginnt die Back-EMF Spannung E anzusteigen, während der Wicklungsstrom durch den getakteten Treiber konstant auf I_{PWM} gehalten wird. Der Duty Cycle steigt hier im gleichen Mass an, wie die Back-EMF Spannung, was mit Gleichung 6 leicht erklärt bzw. berechnet werden kann.

Bei ca. 7ms erreicht die Back-EMF Spannung E gleichzeitig wie der Duty Cycle d ein Maximum. Anschliessend sinkt die Back-EMF Spannung E wieder und erreicht bei ca. 12 ms den Nulldurchgang. Der Duty Cycle d nimmt ebenfalls ab und erreicht beim Nulldurchgang der Back-EMF Spannung E den gleichen Wert wie bei Stillstand des Motors (d.h. hier wieder ca. 40%)

15 Damit der getaktete Treiber immer im getakteten Modus arbeiten kann, muss folgende Bedingung erfüllt sein:

$$U_s > R \cdot I_{PWM} + E \quad (10)$$

20 Falls der getaktete Treiber längere Zeit eingeschaltet bleibt (Duty Cycle immer 100%), wird der nominale Wicklungsstrom u.U. nicht mehr erreicht, die Back-EMF Spannung E kann nicht mehr gemessen werden und die oben aufgeführte Bedingung ist nicht erfüllt. Wir nennen diese Betriebsart "übersteuerter Betrieb".

Figur 5 zeigt den Verlauf im teilweise übersteuerten Betrieb. Im Bereich des Maximums der Back-EMF Spannung wird 30 die Bedingung nach Gleichung 10 verletzt. In diesem Bereich wird der maximale Stromwert I_{MAX} nicht mehr erreicht, der Wert des Stromes wird alleine durch Wicklungswiderstand und -induktivität und durch die Spannungsdifferenz ($U_s - E$)

- 12 -

bestimmt. Die Messung der Back-EMF Spannung E nach Gleichung 7 ist in diesem Bereich nicht mehr möglich, da kein brauchbarer Duty Cycle d gemessen werden kann, bzw. da die Vorbedingung für Gleichung 7, dass der Wicklungsstrom konstant ist ($I = \text{konstant}$; Gleichung 5) nicht mehr erfüllt ist. Der Nulldurchgang der Back-EMF Spannung E kann aber dennoch gemessen werden, da die Bedingung nach Gleichung 10 wieder erfüllt ist, wenn die Back-EMF Spannung E gegen Null sinkt.

10

Der Nulldurchgang der Back-EMF Spannung E kann prinzipiell solange gemessen werden, wie

$$U_s > R \cdot I_{PWM} \quad (11)$$

15

erfüllt ist, d.h. solange die Versorgungsspannung U_s grösser als der ohmsche Spannungsabfall des nominalen Stromes I_{PWM} des getakteten Treibers ist.

20 In der Praxis dürfte diese Bedingung (Gleichung 11) bei verschiedensten Motortypen über einen weiten Spannungsbereich erfüllt sein, da der Spannungsabfall $R \cdot I_{PWM}$ im Vergleich zur Versorgungsspannung U_s (und zur Back-EMF Spannung E) klein sein dürfte, um den Wirkungsgrad des Motors hoch und bzw. um die thermischen Verluste klein zu halten.

Figur 6 zeigt den Verlauf bei fast vollständig übersteuertem Betrieb. Die Bedingung nach Gleichung 10 ist fast über den ganzen Bereich nicht erfüllt. Der Wicklungsstrom I wird nicht durch den getakteten Treiber begrenzt und die Back-EMF Spannung E kann nicht gemessen werden. Im Bereich des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung E arbeitet der

30

- 13 -

getaktete Treiber wieder normal und die Bedingung nach Gleichung 10 bzw. nach Gleichung 11 ist erfüllt, so dass der Nulldurchgang der Back-EMF Spannung E bestimmt werden kann.

- 5 Der Nulldurchgang der Back-EMF Spannung ist dann erreicht, wenn der Duty Cycle d den Wert d_0 erreicht. Der Wert d_0 wird wie vorstehend beschrieben nach Gleichung 8 berechnet oder bei Motorstillstand gemessen und zwischengespeichert.
- 10 Der Zeitpunkt für die Kommutierung der Motorwicklung wird bevorzugt in der Nähe des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung gewählt, was im Folgenden begründet und näher erläutert wird:
- 15 Wie zu Figur 1 erwähnt, wird eine Motorwicklung als Serieschaltung von Wicklungswiderstand R, Wicklungsinduktivität L und Back-EMF Spannungsquelle E modelliert. Induktivität und Back-EMF lassen sich mit Hilfe des Induktionsgesetzes wie folgt herleiten:

20

$$U_s = R \cdot I + \frac{d\psi(\alpha, I)}{dt} \quad (12)$$

mit

Ψ Spulenfluss (Vs).

25

α Rotorwinkel

$$U_s = R \cdot I + \frac{\partial \psi}{\partial I} \cdot \frac{dI}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \alpha} \cdot \frac{d\alpha}{dt} = R \cdot I + L \cdot \frac{dI}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \alpha} \cdot \omega = R \cdot I + L \cdot \frac{dI}{dt} + E \quad (13)$$

30 mit

ω Winkelgeschwindigkeit des Rotors

- 14 -

Die Wicklungsinduktivität L modelliert die Änderung des Spulenflusses durch den Wicklungsstrom; die Back-EMF Spannung E wird durch die Änderung des Spulenflusses durch Änderung des Rotorwinkels erzeugt (induziert). Die Summanden obiger Gleichung sind Spannungen. Multipliziert man Gleichung 13 mit dem Wicklungsstrom I , erhält man für jeden Term eine momentane Leistung.

$$U_s \cdot I = R \cdot I^2 + L \cdot \frac{dI}{dt} \cdot I + E \cdot I \quad (14)$$

10

$U_s \cdot I$ ist die von der Motorwicklung momentan aufgenommene elektrische Leistung; $R \cdot I^2$ sind die thermischen Verluste und der Term $L \cdot \frac{dI}{dt} \cdot I$ ist die Blindleistung der Wicklungsinduktivität L .

15

Der Term $E \cdot I$ ist die momentan umgewandelte elektromagnetische Leistung. Diese Leistung wird ganz oder teilweise in mechanische Leistung umgewandelt. Der verbleibende Rest sind Verluste oder Leistungen, die im magnetischen Feld zwischengespeichert werden.

20

$$P_{EMag} = E \cdot I = P_v + P_{Mech} = P_v + M \cdot \omega \quad (15)$$

mit

25

M Drehmoment (Nm)

P_v Verlustleistung/im Magnetfeld gespeicherte Leistung

Unter Vernachlässigung der Verluste P_v berechnet sich das Drehmoment des Motor M wie folgt:

30

- 15 -

$$M = \frac{E \cdot I}{\omega} \quad (16)$$

Beim Drehmoment M gemäss Gleichung 16 handelt es sich um das
5 "innere" Drehmoment, d.h. mechanische Verluste sind nicht
berücksichtigt.

Aus diesem vereinfachten Modell erkennt man, dass das
momentane Drehmoment des Motors vom Produkt $E \cdot I$ (Back-EMF
10 Spannung E mal Wicklungsstrom I) abhängt. Ist dieses Produkt
positiv, so ist das momentane Drehmoment auch positiv d.h.
"motorisches" Drehmoment; ist dieses Produkt negativ, so ist
das Drehmoment negativ, d.h. "generatorisches" oder
"bremsendes" Drehmoment.

15

Figur 7 zeigt für einen allgemeinen Fall die Back-EMF, den
Strom und das Produkt aus Back-EMF und Strom ($E \cdot I$). Man
erkennt deutlich, dass das Produkt $E \cdot I$ zeitweise positiv und
negativ ist. Der betreffende Motor ist in einem
20 Betriebszustand, in dem beide (motorisches und
generatorisches Drehmoment) Zustände vorkommen, d.h. der
Rotor wird abwechselnd beschleunigt und gebremst. Dies führt
zu starken Vibrationen des Motors und der mit dem Motor
verbundenen Strukturen. Diese Vibrationen können auch zu
25 einem Geräusch bzw. Lärm führen. Um diese Vibrationen zu
vermeiden ist es notwendig, dass das Drehmoment M immer
positiv, bzw. immer negativ ist. Dies kann erreicht werden
indem das Produkt $E \cdot I$ immer positiv (immer negativ) gehalten
wird.

30

Die Back-EMF Spannung E hängt von der Rotorposition α bzw.
der Winkelgeschwindigkeit ω ab. Sie kann somit durch die
Ansteuerung nicht direkt beeinflusst werden. Damit nun das

- 16 -

Produkt $E \cdot I$ immer positiv (immer negativ) gehalten werden kann, kann die Ansteuerschaltung nur den Wicklungsstrom I direkt beeinflussen. Ideal geschieht dies indem die Richtung des Wicklungsstroms im Nulldurchgang der Back-EMF Spannung E geändert wird, womit auch das maximale Drehmoment erzeugt wird. Bei gewissen Betriebsarten sind die Wicklungen jedoch zeitweise stromlos und in solchen Fällen ist es mitunter möglich oder angebracht, die Kommutierung ein vorgegebenes Zeitintervall nach dem Nulldurchgang der Back-EMF Spannung vorzunehmen, ohne dabei gegenläufige Drehmomentimpulse zu erzeugen. Bei realen Motoren muss die elektrische Zeitkonstante der Motorwicklung berücksichtigt werden und die Ansteuerung bereits etwas früher, also in der Regel vor dem Nulldurchgang der Back-EMF Spannung, geändert werden.

Im Folgenden wird die sensorlose Kommutierung am Beispiel eines Permanent-Schrittmotors mit zwei Phasen näher erläutert.

Figur 8 zeigt schematisch eine Schaltung zur sensorlosen Ansteuerung eines solchen Motors. Die Schaltung beinhaltet einen Schrittmotor mit einem Stator mit zwei Wicklungen $W1$, $W2$ und einem Permanentmagnet-Rotor, zwei getaktete Treiber $D1$, $D2$ zur Ansteuerung der Motorwicklungen $W1$, $W2$, einen Regler 1 für die Kommutierung und einen Regler 2 für Soll-Position und -Drehzahl.

Dem Positions- und Drehzahlregler 2 wird eine Sollposition 3 des Rotors R und die beim Anfahren dieser Sollposition 3 maximal zulässige Drehzahl 4 vorgegeben und der Kommutierungsregler 1 informiert ihn über die aktuelle Rotorposition 5. Aufgrund dieser Daten gibt der Positions- und Drehzahlregler 2 dem Kommutierungsregler 1 die benötigte Drehrichtung 6 und den benötigten Wicklungsstrom 7 vor. Aufgrund dieser Vorgabe und der aktuellen Rotorposition legt

- 17 -

der Kommutierungsregler 1 die Richtungen R1, R2 der Ströme in den Wicklungen W1, W2 fest.

Die Ansteuerung der Wicklungen W1, W2 erfolgt im getakteten Betrieb, wie vorstehend zu den Figuren 1 - 6 beschrieben. Die Treiber D1, D2 erhalten Signale, welche die Höhe und die Richtung des Wicklungsstromes I_{PWM} festlegen. Die Treiber D1 und D2 liefern je ein Signal 8 (Treiber ON/OFF), welches den Schaltzustand (Ein- oder Ausgeschaltet) des Treibers anzeigt.

Der Vollschrittmodus verfügt über vier mögliche Zustände. Figur 9 zeigt die Kommutierung zwischen den vier Zuständen Z1 - Z4 für die positive Drehrichtung des Motors (CCW, Gegenuhreigersinn). Bei negativer Drehrichtung (CW, Uhrzeigersinn) werden die Zustände in umgekehrter Reihenfolge abgerufen. Die Schritte ST1 - ST4, von einem Zustand zum nächsten, erfolgen, wie vorstehend erklärt, idealerweise im Nulldurchgang der Back-EMF Spannung E. Dieser Nulldurchgang wird wie vorstehend zu Gleichung 8 beschrieben erkannt.

In Figur 10 sind in Form eines Flussdiagramms die während eines Anlaufschritts 10, beim Starten des Motors, zur Vorbereitung der Kommutierungen vorgesehenen Abläufe dargestellt. In einer ersten Phase 11 werden die Treiber D1 und D2 eingeschaltet und die Amplitude des Stroms I_{PWM} und dessen Richtung (positive Richtung in den Spulen W1 und W2) festgelegt.

Danach wird in einer zweiten Phase 12 der stationäre Zustand abgewartet, d.h. es wird gewartet, bis die elektrischen und mechanischen transienten Vorgänge abgeklungen sind. Diese Wartezeit beträgt je nach Motortyp einige Millisekunden bis Zehntelsekunden. An Stelle einer fixen Wartezeit besteht

auch die Möglichkeit, während der Wartezeit die Ein- und Ausschaltzeiten (T_{ON} und T_{OFF}) der Treiber D1 und D2 periodisch zu messen. Solange transiente Vorgänge andauern, verändern sich diese Zeiten. Sobald die Ein- und Ausschaltzeiten T_{ON} und T_{OFF} konstante Werte einnehmen, ist der stationäre Zustand erreicht.

Schliesslich werden in einer dritten Phase 13 im stationären Zustand die Ein- und Ausschaltzeiten T_{ON} und T_{OFF} der Treiber D1 und D2 gemessen und anhand der gemessenen Werte der Duty Cycle d_0 berechnet (Gleichung 4) und gespeichert. Bei konstanter Ausschaltzeit T_{OFF} kann darauf verzichtet werden, den Duty Cycle zu berechnen. Anstelle des Duty Cycle d wird dann die Einschaltzeit T_{ON} als variable Grösse verwendet, wie bereits vorstehend zu Gleichung 9 erwähnt.

Figur 11 zeigt die bei laufendem Motor vorgesehenen Abläufe in Verbindung mit dem ersten Motorschritt ST1, d.h. dem Schritt von Zustand Z1 zu Zustand Z2 (Figur 9). Der Motorschritt ST1 folgt auf den soeben beschriebenen Anlaufschritt. Dabei wird in einer ersten Phase 14 die Stromrichtung in der Motorwicklung W1 bzw. im Treiber D1 umgekehrt und der Strom I_{PWM} für die Spule W1 wird neu festgelegt. Danach werden in einer zweiten Phase 15 periodisch die Ein- und Ausschaltzeiten T_{ON} und T_{OFF} von Spule W2 gemessen und der zugehörige Duty Cycle berechnet. Zu Beginn eines Motorschritts steigt d an und fällt dann wieder ab. Sinkt d unter den gespeicherten Wert d_0 , so ist der Schritt abgeschlossen. In einer dritten Phase 16 wird danach ein Schrittzähler 17 erhöht (oder bei negativer Drehrichtung erniedrigt). Auch die Dauer des Schrittes kann gemessen werden. Diese Informationen werden von dem überlagerten Positions- und Drehzahlregler 2 (Figur 8) verwendet. Bei Erreichen eines Abbruchkriteriums wird dann gestoppt und andernfalls wird zum nächsten Motorschritt ST2 kommutiert.

- 19 -

- Die Abläufe in Verbindung mit dem zweiten Motorschritt ST2 entsprechen den soeben für Schritt 1 präsentierten, mit zwei Unterschieden: Das Umkehren der Richtung und das Setzen der Amplitude des Wicklungsstroms wird nicht für Spule W1
5 sondern für Spule W2 vorgenommen (die Richtung des Stroms in Spule W1 bleibt gleich) und zur Detektion des Endes von Schritt ST2 werden die zur Berechnung des Duty Cycle benötigten Schaltzeiten T_{ON} und T_{OFF} nicht für Spule W2 sondern für Spule W1 gemessen.
- 10 Die darauf folgenden Abläufe für Motorschritt ST3 sind gleich wie jene von Schritt ST1 und die nach dem Motorschritt ST3 folgenden Abläufe für Motorschritt ST4 sind gleich wie jene von Schritt ST2.
- 15 Der Kommutierungsregler 1 (Figur 8) liefert dem überlagerten Positions- und Drehzahlregler 2 Informationen über die aktuelle Lage des Rotors (Zustände gemäss Figur 9), den bereits zurückgelegten Weg (Anzahl Schritte im
20 Schrittzähler) und die Drehzahl des Motors.
- Der Positions- und Drehzahlregler 2 erhält vom überlagerten Regler die Vorgabe der gewünschten Position (Anzahl Motorschritte relativ zur aktuellen Position). Wenn nötig
25 wird die maximale Drehzahl 4 oder ein bestimmtes Drehzahlprofil vorgegeben. Der Positions- und Drehzahlregler 2 ist in bekannter Weise aufgebaut.
- Dieser Regler verwendet den Strom I_{PWM} als Stellgrösse. Damit
30 ändert sich auch der Wert des Duty Cycle d_0 in Funktion des Stromes I_{PWM} gemäss Gleichung 8. Daher muss der Duty Cycle d_0 für alle Werte des Stromes I_{PWM} berechnet oder gemessen werden.

- 20 -

Die Verwendung des Stromes I_{PWM} als variable Stellgrösse der Positions- und Drehzahlregelung steht im Widerspruch zur Bedingung, dass dieser Strom konstant gehalten werden muss (Gleichung 5). Dieser Widerspruch kann aufgelöst werden, wenn der Wert von I_{PWM} für die Dauer eines Schrittes konstant gehalten wird und nur bei der Umkehr der Stromrichtung auf einen neuen Wert eingestellt wird.

Die Versorgungsspannung U_s und der Wicklungswiderstand R beeinflussen die Erkennung des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung E gemäss Gleichung 8 direkt. Falls sich die Versorgungsspannung U_s und der Wicklungswiderstand R während des Betriebes verändern, so bewirkt dies einen Fehler in der Bestimmung des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung E . Dies bewirkt einen Fehler im Zeitpunkt der Kommutierung. Dadurch erzeugt der Motor, wie vorstehend zu Figur 7 erläutert, negative Drehmomentanteile. Dies führt zu einer graduellen Reduktion des Drehmoments und zu einer Abnahme der Drehzahl. Die Abnahme der Drehzahl wird durch den Positions- und Drehzahlregler erkannt und durch einen höheren Motorstrom kompensiert. Beim nächsten Stillstand des Motors wird die Messung der Ein- und Ausschaltzeiten dann wiederholt und die veränderte Versorgungsspannung und Wicklungswiderstand berücksichtigt.

Die Wicklungsinduktivität hat, wie mit Gleichung 7 gezeigt, keinen Einfluss auf das beschriebene Verfahren. Die Induktivität wirkt im eingeschwungenen Zustand, wenn der Strom konstant gehalten wird (Gleichung 5), gleichermassen auf die Ein- und Ausschaltzeiten der getakteten Treiber.

Die Information der Nulldurchgangs kann dazu verwendet werden, zu erkennen, ob der Motor zu langsam dreht oder

- 21 -

- blockiert. Wenn der Motor zu langsam dreht, wird dies durch die Drehzahlmessung / Messung der Schrittdauer erkannt. Zusätzlich kann dies aus dem Verlauf der gemessenen Back-EMF Spannung erkannt werden. Wenn der Motor im Betrieb plötzlich
- 5 blockiert wird, dann ist die Back-EMF Spannung beider (aller) Motorwicklungen gleichzeitig Null. Dies kann durch die Messung der Ein- und Ausschaltzeiten der getakteten Treiber erkannt werden.
- 10 Zwei besondere Problemstellungen und geeignete Ansätze für deren Lösung werden im Folgenden noch gesondert dargestellt. Die erste betrifft die Wahl der Taktfrequenz des getakteten Treibers, die sich wie folgt darstellen lässt:

15

$$F = \frac{1 - \frac{R \cdot I + E}{U_s}}{T_{OFF}} \quad (17)$$

- Diese Frequenz soll ein Minimum nicht unterschreiten (z.B. wegen Geräuschproblemen), sie soll aber auch ein Maximum nicht übersteigen (z.B. um Schaltverluste zu begrenzen). In
- 20 den Fällen, wo mit konstanter Ausschaltzeit T_{OFF} gearbeitet wird, kann zur Einstellung der Taktfrequenz F einzig T_{OFF} beeinflusst werden und die Wahl eines optimalen T_{OFF} schwierig sein. Bevorzugt wird daher ein iteratives Verfahren verwendet, um die Taktfrequenz F in den
- 25 gewünschten Bereich zu bringen: Im Stillstand des Motors wird der getaktete Treiber mit einem konstanten Strom angesteuert und der stationäre Zustand wird abgewartet. Die Ausschaltzeit T_{OFF} wird dann leicht variiert und die Frequenz F wird damit iterativ angenähert. Aus Stabilitätsgründen
- 30 darf T_{OFF} nicht schlagartig verändert werden. Da der Vorgang mit der Schaltfrequenz (> 20 kHz) des getakteten Treibers

abläuft, dürfte dies nur kurze Zeit dauern. Die so erhaltenen Werte von T_{ON} und T_{OFF} werden gespeichert und d_0 berechnet.

- 5 Die zweite Problemstellung betrifft die Tatsache, dass sich der Duty Cycle beim Nulldurchgang der Back-EMF Spannung d_0 (Gleichung 8) in Funktion von I_{PWM} und U_s verändert: Bei tiefem Last-Drehmoment ist ein kleiner Strom I_{PWM} nötig und umgekehrt. Die Versorgungsspannung U_s kann sich durch
- 10 externe Faktoren verändern. Wenn z.B. durch eine Messung festgestellt wird, dass sich U_s geändert hat, müsste der Motor gestoppt werden und d_0 im Stillstand neu gemessen werden.
- 15 Der Duty Cycle d_0 wird nicht direkt gemessen, sondern wird aus den gemessenen Ein- und Ausschaltzeiten T_{ON} und T_{OFF} berechnet. Diese Messung gilt dann jeweils für die gewählten Werte von I_{PWM} und U_s . Um von einer Messung rechnerisch auf andere Duty Cycle d_0 bzw. Einschaltzeiten T_{ON} für andere
- 20 Werte von I_{PWM} und U_s zu folgen, sind komplizierte Rechnungen nötig (Gleichungen 8 und 9), welche die Rechenkapazitäten eines einfachen Mikroprozessors überschreiten können.

- Für die Darstellung der bevorzugten Lösung für dieses
- 25 Problem nehmen wir zunächst an, dass der Wert von F , bzw. von $T_{ON} + T_{OFF}$, in der Folge konstant gehalten werden kann. Unter dieser Voraussetzung gilt für den Duty Cycle:

$$d = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = T_{ON} \cdot F \quad (18)$$

30

Das bedeutet, dass der Duty Cycle d und T_{ON} proportional sind.

Das gilt auch für den Duty Cycle d_0 bei $E=0$:

$$d_0 = T_{ON0} \cdot F \quad (19)$$

5

Für andere Werte von I_{PWM} oder U_s ergeben sich andere Werte von d_0 . Für einen um Faktor k grösseren oder kleineren Strom I_{PWM} verändert sich der Duty Cycle im Nulldurchgang der Back-EMF Spannung proportional.

10

$$k \cdot d_0 = \frac{R \cdot (k \cdot I_{PWM})}{U_s} \quad \text{und daraus} \quad k \cdot d_0 = k \cdot T_{ON0} \cdot F \quad (20)$$

D.h. wenn $T_{ON} + T_{OFF}$ konstant gehalten wird, dann verändert sich T_{ON0} auch proportional und kann einfach mit einer einzelnen Multiplikation aus dem gespeicherten Wert berechnet werden.

15

Um die Bedingung $T_{ON} + T_{OFF} = K = \text{konstant}$ zu erfüllen, muss T_{OFF} mit dem oben berechneten T_{ON0} berechnet werden:

20

$$T_{OFF} = K - T_{ON0}. \quad (21)$$

Die Bedingung $T_{ON} + T_{OFF} = \text{konstant}$ ist dann nur im Bereich des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung gültig. Dies genügt jedoch, um diesen Nulldurchgang zu erkennen.

25

Um die Berechnung von T_{ON0} weiter zu vereinfachen, kann beim Einstellen der Frequenz F des Getakteten Treibers darauf geachtet werden, dass sich ein "Einfacher Wert" für T_{ON} ergibt. Ein "einfacher Wert" von T_{ON} bei 100% I_{PWM} und U_s wäre z.B. $\frac{1}{5}FF$ oder ein Vielfaches davon. Die Berechnung von

30

Bruchteilen (oder Vielfachen) von T_{ON} kann ein Mikroprozessor dann einfach durchführen.

Alternativ kann T_{ON} bei 100% I_{PWM} und U_s auch so eingestellt werden, dass er einem im voraus tabellierten Wert entspricht. Bruchteile von T_{ON} können dann aus der gleichen Tabelle gelesen werden.

Die Anpassung an eine geänderte Versorgungsspannung U_s kann wie folgt unter Vermeidung aufwendiger Rechenschritte wie Dividieren durchgeführt werden:

Der Duty cycle $d_0(U)$ im Nulldurchgang der EMF ist gegeben durch

15

$$d(U_s) = \frac{R \cdot I}{U_s} = \frac{R \cdot I}{k \cdot U_0} = \frac{1}{k} \cdot d_0 \quad (22)$$

mit

$$\begin{aligned} U_s &= k \cdot U_0 \\ U_s &= \text{aktuelle Versorgungsspannung} \\ 20 \quad U_0 &= \text{Versorgungsspannung bei der Messung von } d_0 \\ d(U) &= \text{Nulldurchgangs-Duty cycle} \end{aligned}$$

Diese Anpassung von d wird durch Änderung der Chopperfrequenz F , d.h. der Chopperperiode $T_{CH} = T_{ON} + T_{OFF}$ durchgeführt, wobei nur eine Multiplikation erforderlich ist. T_{ON} wird konstant gehalten und T_{OFF} aus der Differenz zwischen der neuen Periodendauer T_{CH} (für $EMF = 0$) und dem konstant gehaltenen T_{ON} berechnet:

$$\begin{aligned} 30 \quad T_{CH} &= T_{ON} + T_{OFF} = k \cdot (T_{ON0} + T_{OFF0}) = k \cdot T_{CH0} \\ T_{OFF} &= T_{CH} - T_{ON} \end{aligned} \quad (23)$$

- 25 -

$$= k \cdot T_{CH0} - T_{ON} \quad (24)$$

Für den laufenden Betrieb, während dem sich sowohl I_{PWM} als auch U_s verändern können, ergibt sich damit eine Anpassungs-
 5 vorschrift für den Kommutierungs-Dutycycle d , die auch mit einfachen Prozessoren schnell durchführbar ist. Sie basiert auf der Gleichung (8), wobei der Wicklungswiderstand R des Motors zwischen zwei Messungen des Kommutierungs-Dutycycles als konstant angenommen wird. Zum Messzeitpunkt t_0 , also in
 10 der Regel beim Starten des Motors, wird $I = I_0$ und $U_s = U_{s0}$. Zu einem späteren Zeitpunkt $t > t_0$ gilt $I = k \cdot I_0$ und $U_s = j \cdot U_{s0}$. Damit erhält man für den Kommutierungs-Dutycycle:

$$t = t_0: d_0 = \frac{R \cdot I_0}{U_{s0}} = \frac{T_{ON0}}{T_{ON0} + T_{OFF0}} = \frac{T_{ON0}}{T_{CH0}} \quad (25)$$

$$t > t_0: d = \frac{R \cdot k \cdot I_0}{j \cdot U_{s0}} = \frac{k \cdot T_{ON0}}{j \cdot T_{CH0}} = \frac{T_{ON}}{T_{CH}} \quad (26)$$

Für die Korrektur des Kommutierungs-Dutycycle wird danach unabhängig voneinander ein korrigiertes T_{ON} und T_{CH} berechnet

$$T_{ON} = k \cdot T_{ON0} \quad (27)$$

$$T_{CH} = j \cdot T_{CH0} \quad (28)$$

25 Diese Berechnungen können leicht auch in Prozessoren mit einer Wortbreite von 8 Bit (1 Byte) und entsprechend geringer Rechenkapazität durchgeführt werden, wodurch diese Kommutierungssteuerung wegen des geringen Preises derartiger einfacher Prozessoren auch in preiswerten Motoren einsetzbar
 30 ist.

- 26 -

- Im Wesentlichen wird also T_{OFF} bei einer Änderung von U_s und T_{ON} für einen geänderten Betriebsstrom I_{PWM} neu bestimmt. Der Chopper arbeitet dann mit dem neuen T_{OFF} entsprechend der
- 5 geänderten Versorgungsspannung. Der Kommutierungszeitpunkt ist gegeben, wenn das angepasste T_{ON} auftritt, wobei wie oben erwähnt die effektive Kommutierung noch abhängig vom Betriebszustand gegenüber diesem Zeitpunkt verschoben werden kann.
- 10 Beim Starten des Motors und der dabei erfindungsgemäss stattfindenden Messung des Kommutierungs-Dutycycles werden auch die Betriebsparameter des Choppers für den vorgegebenen Betriebsstrom I_{PWM} eingestellt.
- 15 Wird, wie weiter oben dargestellt, eine bestimmte Chopperfrequenz ($F_0 = \frac{1}{T_{CH0}}$) vorgegeben, so kann folgendes einfaches Verfahren angewendet werden:
- 20 1. Vorgeben des maximal möglichen T_{OFF} ;
 2. Abwarten, bis T_{ON} stabil ist;
 3. Berechnen der Chopperperiodendauer $T_{ON} + T_{OFF} = \frac{1}{F} = T_{CH}$;
 4. Wenn $T_{CH} > T_{CH0}$ ist, wird T_{OFF} um einen Schritt verringert und der Vorgang ab Schritt 2 wiederholt;
 - 25 5. T_{CH} ist jetzt gleich oder wenig kleiner als T_{CH0} ; die aktuellen Werte für T_{ON} , T_{OFF} , I_{PWM} und U_s oder davon abgeleitete Werte werden gespeichert, soweit für den weiteren Betrieb nötig.
- 30 Der Anfangswert von T_{OFF} für Schritt 1 ist grösser als T_{OFF0} . Eine andere obere Grenze kann durch den Wertebereich des

- 27 -

verwendeten Prozessors gegeben sein. Wird z.B. mit Worten à 1 Byte gerechnet, so können Zahlen von 0 bis 255 dargestellt werden und T_{OFF} muss in diesem Bereich liegen.

- 5 Gerade bei einem derart beschränkten Wertebereich kann das genannte einfache Verfahren, das nur mit stufenweiser, iterativer Verringerung von T_{OFF} arbeitet, vorteilhaft eingesetzt werden. Erfahrungsgemäss dauert es nur einen oder wenige Chopperzyklen, um ein hinreichend stabiles T_{ON} für
10 ein bestimmtes T_{OFF} zu ermitteln. Es kommt hinzu, dass sich T_{OFF} quasi kontinuierlich verkürzt, also nicht sprunghaft verändert, wodurch sich auch T_{ON} schnell einstellt.

- Z.B. bei einem Byte als Wortlänge wird dieser Abgleich in
15 einer Zeit von höchstens einer Sekunde durchgeführt. In der Praxis wurden Zeiten von höchstens 100 ms (Millisekunden) beobachtet.

- Die Messung von T_{ON} kann dabei vereinfacht werden durch die
20 Bedingung, dass die Summe aus T_{ON} und dem versuchsweise gesetzten T_{OFF} die Periodendauer T_{CH} während der Messung nicht oder wenigstens nicht wesentlich überschritten werden darf.

- Fig. 12 verdeutlicht die Startmessung auf vorgegebenes T_{CH} .
25 Auf der Abszisse 20 ist T_{OFF} , auf der Ordinate 21 T_{ON} aufgetragen. Der geschaltete Stromregler (Chopper) wird mit einem grossen T_{OFF} 23 gestartet. Es stellt sich ein Dutycycle 25 für die aktuelle Kombination von I_{PWM} , U_s und R ein. Notabene ist der Motor jetzt bestromt, steht aber still, da
30 keine Kommutierung erfolgt. Durch stufenweises Verkleinern von T_{OFF} (Pfeile 27) ändert sich der Dutycycle längs der Gerade 29, die durch die Gleichung (8) gegeben ist. Wird dabei der Schnittpunkt 30 mit der vorgegebenen Linie 31 für

- 28 -

die T_{CH} erreicht, die für die aktuelle Betriebsspannung vorgegeben ist, sind die korrekten Betriebsparameter gefunden und der Motor kann in Drehbewegung versetzt werden. Ausgehend von Schnittpunkt 30 ist noch das Arbeitsgebiet des Motors mit gestrichelten Linien 33, 34 angedeutet, das sich auch nach rechts und oberhalb des Schnittpunkts 30 erstrecken kann.

Der Kommutierungs-Dutycycle wird dabei längs der horizontalen Linien 33 ($T_{ON} = \text{const}$) verschoben, wenn sich U_s ändert. Wird I_{PWM} geändert, verschiebt sich d längs der Linien 34, die jeweils für ein anderes $T_{CH} = \text{const}$ gelten.

Zur Veranschaulichung der Situation anderer Startbedingungen ist noch eine zweite d -Linie 37 für eine andere Kombination von U_s , I_{PWM} und R angegeben (Anmerkung: Gilt ein anderes U_s , so gilt auch ein anderes T_{CH} , so dass die Linie 31 parallel verschoben ist). Aus der Initialisierung wie oben dargestellt würde hier der Anfangs-Dutycycle d_0 39 als Schnittpunkt der d -Linie 37 mit der Anfangswertlinie für T_{CH} 31 resultieren. Das entsprechende Arbeitsgebiet (Linien 41, 42) ist längs der Linie 31 verschoben.

Die in dieser Figur gezeichneten Grenzen der Arbeitsgebiete sind dabei nicht als reale Grenzen zu verstehen. Vielmehr kann das gesamte Regelungsgebiet der Steuerung bzw. der Wertebereich des Steuerprozessors ausgenutzt werden, wobei der Anfangswert des Dutycycles 30, 39 als Referenzpunkt dient.

In einer Variante kann auch ein beliebiges T_{OFF} vorgegeben werden, z.B. etwa in der Mitte des Wertbereiches oder aus einer Tabelle, die T_{OFF} -Werte in Abhängigkeit von z.B. der

- 29 -

- Versorgungsspannung enthält. Stellt sich dabei ein zu kleines T_{ON} ein, so wird mit einem wesentlich grösseren T_{OFF} gestartet. Gegebenenfalls wird dies wiederholt, bis ein zu grosses T_{ON} erhalten wird. Danach wird T_{OFF} wie oben
- 5 dargestellt in kleinen Schritten iterativ verringert, um wieder eine möglichst gute Näherung an die vorgegebene Chopperperiode T_{CH} zu erzielen.

- Die Chopperperiode T_{CH0} wird abhängig von der
- 10 Versorgungsspannung vorgegeben. Bevorzugt ist eine entsprechende Tabelle vorhanden und die zu einem Spannungswert U_{S0} vorgegebene Chopperperiode T_{CH0} kann einfach ausgelesen werden.
- 15 Bei einer Änderung der Spannung U_S oder des Stroms I_{PWM} wird der Kommutierungs-Dutycycle wie folgt korrigiert (s.o.):

$$T_{CH} = j \cdot U_S \quad (29)$$

20

$$T_{ON} = \frac{T_{ON0}}{I_{PWM0}} \cdot I_{PWM} \quad (30)$$

Wie oben dargestellt ist j fest vorgegeben. Die Anpassung von T_{CH} verlangt daher allenfalls eine Multiplikation oder der Wert wird aus der Tabelle ausgelesen.

- 25
- Der Faktor T_{ON0} / I_{PWM0} hängt von der Messgrösse T_{ON0} ab. I_{PWM0} kann jedoch oft so eingestellt werden, dass er durch eine 2er-Potenz darstellbar ist, z.B. hexadezimal 80_{16} ($= 2^7$). Die Division kann dann einfach durch eine Rechtsverschiebung der
- 30 binären Zahlen um eine entsprechende Anzahl Bits, im Beispiel 7, durchgeführt werden. Die Skalierung der digitalen Darstellung von I_{PWM0} auf eine 2er-Potenz kann

- 30 -

durch die Auslegung des Choppers erfolgen, oder es wird einfacherweise ein entsprechendes I_{PWM0} vorgegeben. I_{PWM0} liegt bereits als digitaler Wert aus der Choppersteuerung vor. Der jeweils geltende Faktor T_{ON} / I_{PWM0} ist damit mit geringem
 5 Rechenaufwand bestimmbar.

Ein anderer Ansatz für die Bestimmung von T_{OFF0} geht von einem festen T_{ON} aus, das aus dem vorgegebenen Strom I_{PWM0} berechnet wird. Da in geschalteten Reglern der Strom durch
 10 interne Zählerwerte bestimmt ist, liegen die benötigten Werte digital vor und müssen nicht gemessen werden. Dagegen muss bei diesem Verfahren T_{CH} jeweils aus dem im Initialisierungsprozess ermittelten T_{CH0} errechnet werden:

$$15 \quad T_{ON} = k \cdot I_{PWM} \quad (31)$$

$$T_{CH} = \frac{T_{CH0}}{U_{S0}} \cdot U_S \quad (32)$$

Da der Koeffizient $\frac{T_{CH0}}{U_{S0}}$ insbesondere für einfache
 20 Prozessoren umständlich zu handhaben ist, bietet sich dieser Ansatz für Anwendungen an, bei denen U_S als konstant angesehen werden kann, d.h. von einer hinreichend geregelten Spannungsquelle bereitgestellt wird. Dann ist dieses Verfahren jedoch einfacher als das weiter oben Dargestellte,
 25 da T_{ON} für jeden Strom I_{PWM} einfach in einer Tabelle ablegbar ist oder sogar in fest verdrahteter Logik vorgegeben sein kann und T_{CH} nie angepasst werden muss. Das iterative Verfahren zur Bestimmung der Anfangsparameter verläuft wie oben angegeben, nur werden Schritte 3 und 4 zu einem
 30 Vergleichsschritt zusammengefasst, in dem der gemessene T_{ON} - Wert mit dem vorgegebenen Wert T_{ON0} verglichen wird.

- 31 -

Fig. 13 stellt dieses Verfahren in einer Darstellung analog Fig. 12 dar. Übereinstimmende Elemente tragen daher die gleichen Bezugszeichen und werden nicht weiter erläutert. Im Unterschied zu den Verfahren mit vorgegebenem T_{CH} wird hier
5 der Schnittpunkt 45 der Duty-cycle-Geraden 29 mit der Linie 47 für T_{ON0} als Referenz-Duty-cycle d_0 bestimmt. Entsprechend sind d_0 - Werte für andere Anfangswerte für U_s , I_{PWM} und R horizontal verschoben, z.B. Schnittpunkt 49 mit der Geraden 37. Entsprechend verschieben sich auch die Arbeitsgebiete
10 (Linien 41, 43 bzw. 52, 53).

Besonders vorteilhaft ist die Erfindung für Aktuatoren, d. h. Elektromotoren, mit relativ kleiner Leistung (1 - 10 W). Sie ist auch vorteilhaft einsetzbar für
15 Aktuatoren mit ein oder zwei Wicklungen, da eine stromlose Windung bei solchen Motoren nur unter starken Einbussen beim Drehmoment, wenn überhaupt, erhältlich ist. Derartige Aktuatoren finden sich z. B. in Fahrzeugen zum Stellen von Lüftungs- und Klimaanlageklappen, aber auch an vielen
20 anderen Stellen moderner Fahrzeuge.

Ausgehend von dieser Beschreibung sind dem Fachmann weitere Ausführungsformen der Erfindung zugänglich, ohne den durch die Ansprüche definierten Schutzbereich der Erfindung zu
25 verlassen. Beispielsweise könnte zur Ansteuerung des Motors an Stelle der getakteten Treiber eine geregelte Stromquelle verwendet werden, die einen kontinuierlichen Konstantstrom liefert. Anstelle des Duty Cycle wird in diesem Fall die Spannung an den Wicklungen des Aktuators verwendet.

30

- - - - -

Patentansprüche

1. Verfahren zur Kommutierung elektromechanischer, kommutatorloser Aktuatoren, insbesondere von
- 5 Permanentmagnetmotoren und Reluktanzmotoren, mit einem Rotor und einem Stator mit mindestens einer Statorwicklung (W1, W2), die mit Konstantstrom (I) betrieben werden, dadurch gekennzeichnet, dass
- ♦ mindestens eine Wicklung (W1, W2) des Aktuators mit einem
 - 10 Referenzkonstantstrom beaufschlagt wird,
 - ♦ das Erreichen eines stationären Zustands mit stillstehendem Rotor abgewartet wird,
 - ♦ ein Wert, der die Spannung repräsentiert, mit der die
 - 15 Wicklung des Aktuators in dem stationären Zustand beaufschlagt ist, als Referenzkommutierungswert x_0 für die Kommutierungsspannung bestimmt wird,
 - ♦ und bei laufendem Motor der Zeitpunkt T bestimmt wird, bei dem
 - im Fall des Betriebs mit dem Referenzkonstantstrom der
 - 20 Referenzwert auftritt oder durchlaufen wird oder
 - im Falle eines Betriebsstroms, der vom Referenzstrom abweicht, ein aus dem Referenzwert für den aktuellen Betriebsstrom berechneter Kommutierungswert auftritt oder durchlaufen wird,
 - 25 ♦ und die Kommutierung eine vorbestimmte Zeitdifferenz, die grösser oder gleich Null ist, nach dem Zeitpunkt T ausgelöst wird, wobei die Zeitdifferenz so gewählt ist, dass ein Polaritätswechsel des Dehmoments des Aktuators im wesentlichen nicht auftritt.
 - 30
2. Verfahren gemäss Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Aktuator eine oder zwei Wicklungen (W1, W2) aufweist.

3. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Zeitdifferenz Null ist.

4. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass der Konstantstrom (I_{PWM}) durch wiederholtes Einschalten einer Versorgungsspannung U_s während einer Zeit T_{ON} und Ausschalten während einer Zeit T_{OFF} eingestellt wird, wobei ein Schaltverhältnis T_{ON} geteilt durch die Summe aus T_{ON} und T_{OFF} ($d = T_{ON}/[T_{ON} + T_{OFF}]$) ist und der Referenzkommutierungswert das Referenzschaltverhältnis $d_0 = T_{ON0} / (T_{ON0} \text{ und } T_{OFF0})$ oder ein dieses repräsentierender Wert ist.

5. Verfahren gemäss Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass der Referenzkommutierungswert die Einschaltzeit T_{ON} ist, wobei die Ausschaltzeit T_{OFF} konstant ist.

6. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass während der Messung des Referenzkommutierungswerts alle Wicklungen ($W1$, $W2$) des Aktuators mit dem Konstantstrom beaufschlagt werden und die Referenzkommutierungswerte für die Wicklungen individuell gemessen werden, um die Kommutierung bei dem für die jeweilige Wicklung bestimmten Kommutierungswert durchführen zu können.

7. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, dass nach Beaufschlagen mit dem Referenzkonstantstrom eine vorgegebene Zeit T_{wait} gewartet wird, nach der sich der stationäre Zustand eingestellt hat.

8. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass nach Beaufschlagen mit dem Referenzkonstantstrom unter Messung des Referenzkommutierungswerts gewartet wird, bis sich der

Referenzkommutierungswert eine vorgegebene Zeit lang nicht mehr ändert, um das Eintreten des stationären Zustands zu bestimmen.

- 5 9. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, dass bei einem vom Referenzstrom I_0 abweichenden Betriebskonstantstrom I_s der aktuelle Kommutierungswert x aus dem Referenzwert x_0 mit der Formel:
- $$x = x_0 * I_s / I_0$$
- 10 berechnet wird.
10. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 5 bis 9, dadurch gekennzeichnet, dass die Summe T_{CHO} der Ausschaltzeit T_{OFF0} und der Einschaltzeit T_{ONO} , die für die Kommutierung gelten, 15 konstant gehalten wird, so dass T_{ONO} proportional zu dem Schaltverhältnis d_0 ist, um T_{ONO} einfacher auf andere Betriebsbedingungen, insbesondere Betriebsstrom und/oder -spannung, umrechnen zu können.
- 20 11. Verfahren gemäss Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass der Wert für T_{ONO} durch Variieren der Summe T_{CHO} während einer Messung des Referenzkommutierungswertes bei stillstehendem Motor auf einen für eine binäre Recheneinheit 25 günstigen Wert eingestellt wird, insbesondere einen Wert nahe des Maximalwerts des Zahlenbereichs der Recheneinheit, und/oder einen Wert nahe einer ganzzahligen Potenz von 2.
- 30 12. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 4 bis 11, dadurch gekennzeichnet, dass bei einer Änderung der Versorgungsspannung U_s die Summe T_{CH} aus Einschaltzeit T_{ON} und Ausschaltzeit T_{OFF} für das Kommutierungsschaltverhältnis mittels der Formel

- 35 -

$$T_{CH} = \frac{U_s}{U_{s0}} \cdot T_{CH0}$$

bestimmt wird, wobei T_{CH0} die Summe des Referenzschaltverhältnisses und U_{s0} die Versorgungsspannung während der Messung des Referenzschaltverhältnisses ist.

13. Verfahren gemäss Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass die Ausschaltzeit T_{OFF} als Differenz zwischen Schaltzeitsumme T_{CH} und Einschaltzeit T_{ON} bestimmt wird, wobei T_{ON} nicht verändert wird.

14. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens gemäss einem der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, dass Treiber (D1, D2) zur Versorgung der Wicklungen (W1, W2) eines kommutatorlosen, elektromechanischen Aktuators mit Konstantstrom und eine Steuereinheit (1) mit einem digitalen Prozessor und einem Speicher vorhanden sind, die Treiber (D1, D2) von der Steuereinheit (1) ein Steuersignal erhalten, das den Strom in der zugeordneten Wicklung festlegt, und die Steuereinheit von den Treibern je ein Signal (8) erhält, das ein Mass für die an die Wicklung angelegte Spannung ist, wobei im Speicher ein Programm zur Steuerung des Prozessors abgelegt ist, bei dessen Ausführung durch den Prozessor die Steuereinheit (2) das Verfahren ausführt.

15. Anwendung des Verfahrens gemäss einem der Ansprüche 1 bis 13 für die vibrationsarme Ansteuerung von Servomotoren, insbesondere von Servomotoren mit kleiner Leistung, in Fahrzeugen wie Aktuatoren für Lüftungsklappen, Hydraulik, Pneumatik und Scheinwerfer.

- - - - -

1/6

Fig. 1

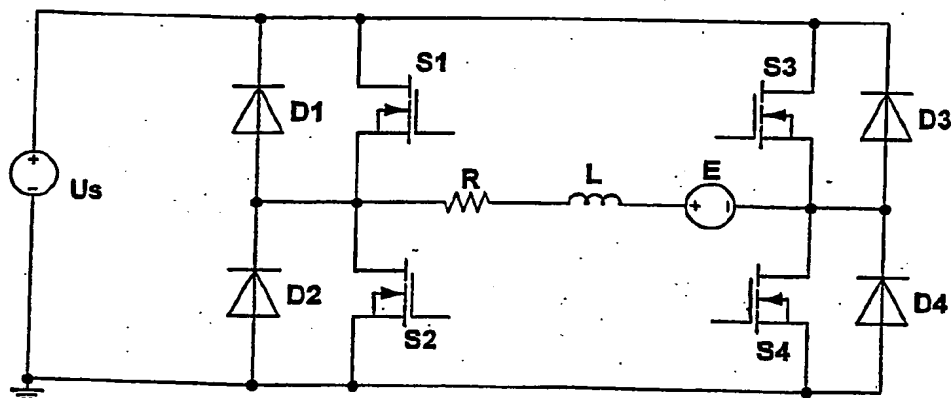


Fig. 2

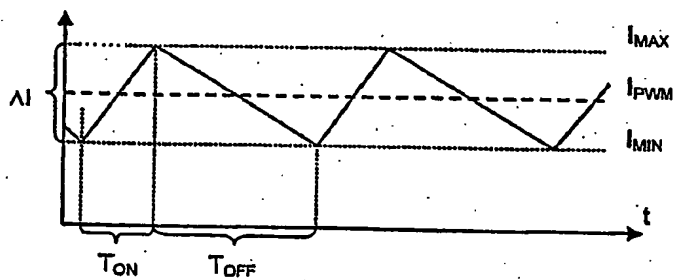
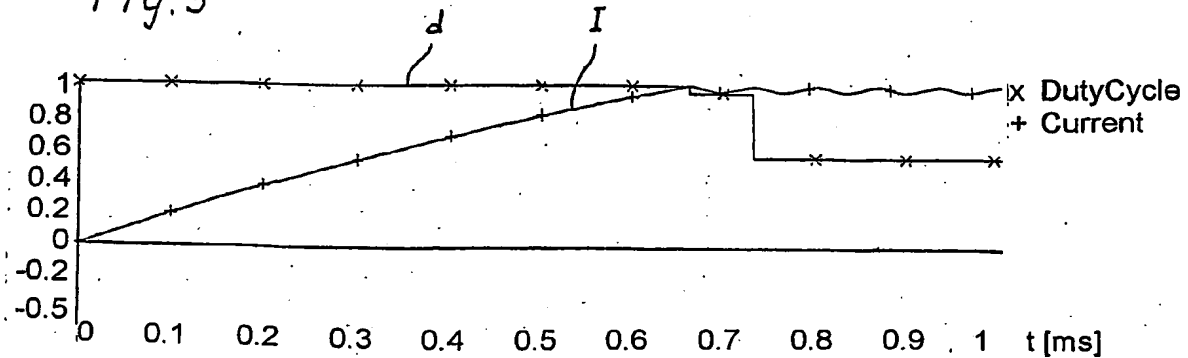
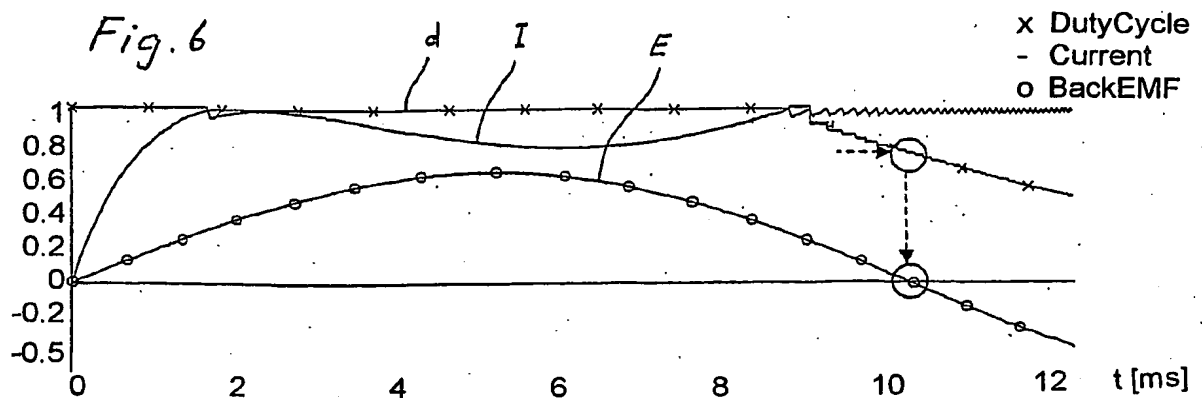
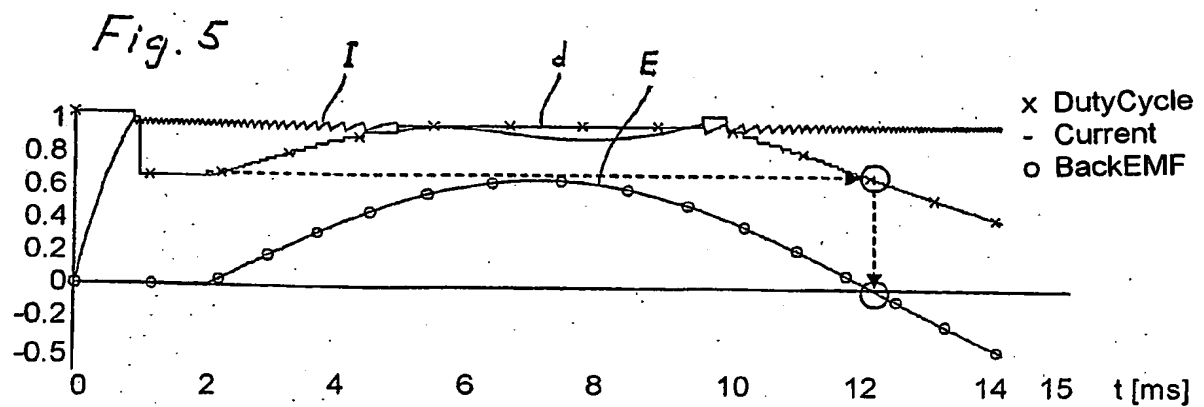
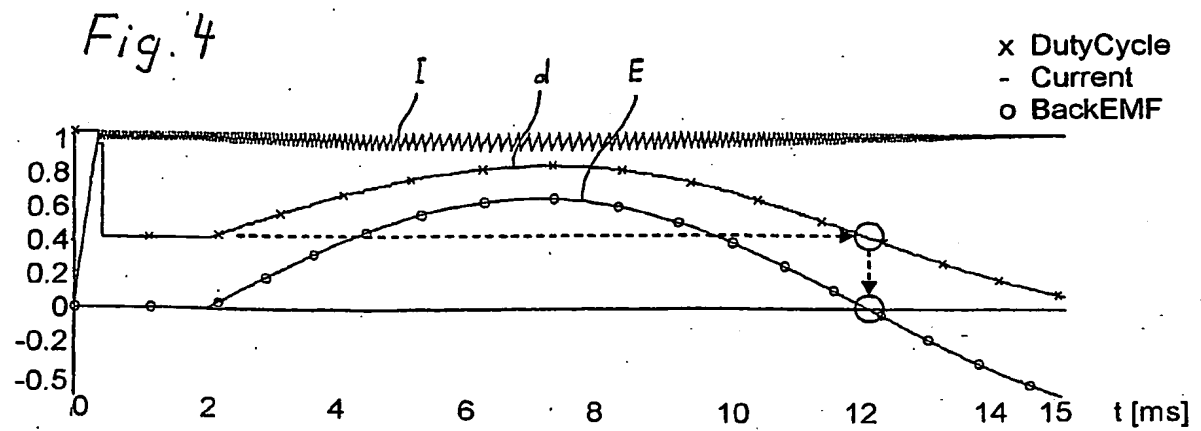


Fig. 3



2/6



ERSATZBLATT (REGEL 26)

3/6

Fig. 7

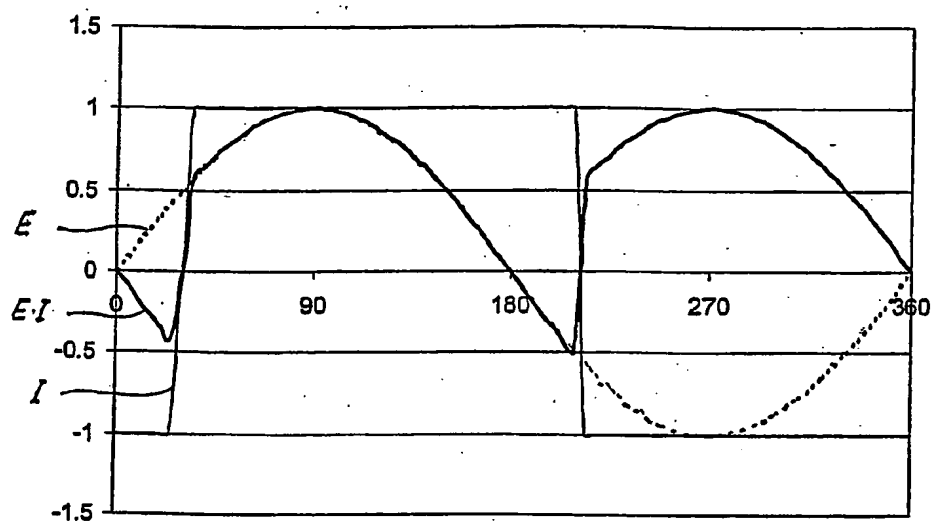
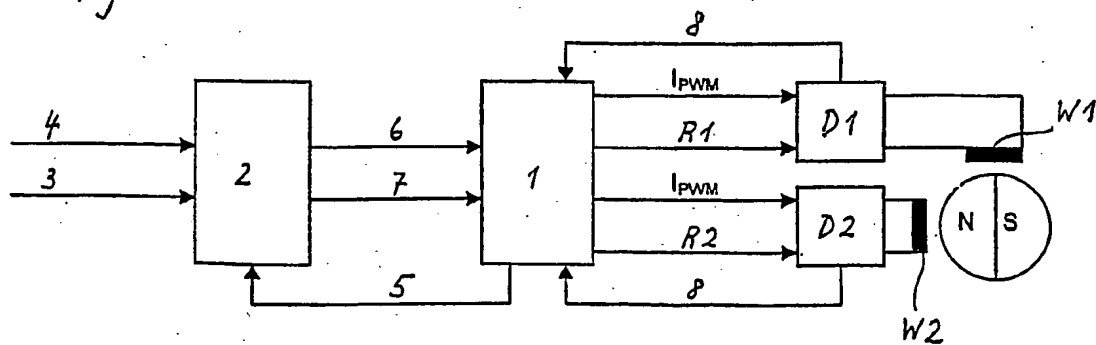


Fig. 8



ERSATZBLATT (REGEL 26)

4/6

Fig. 9

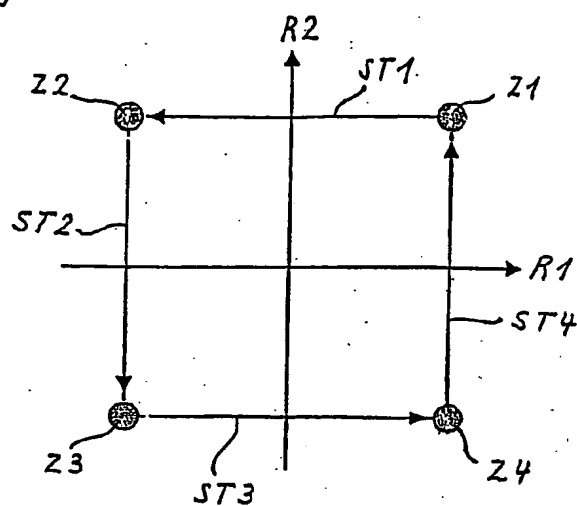
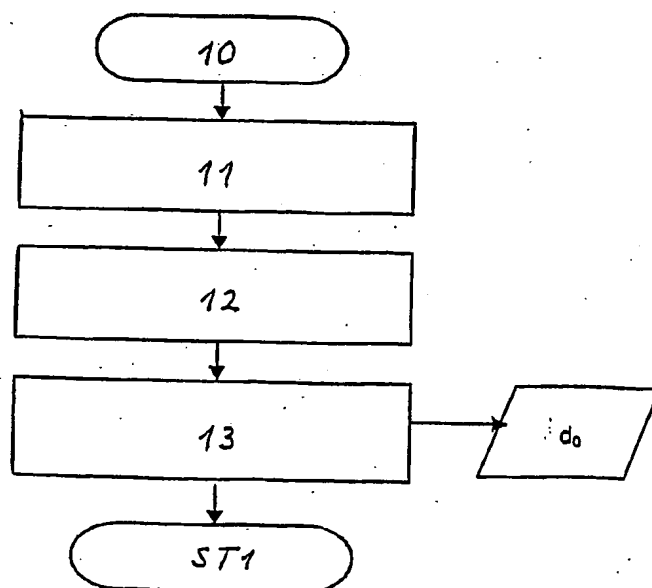


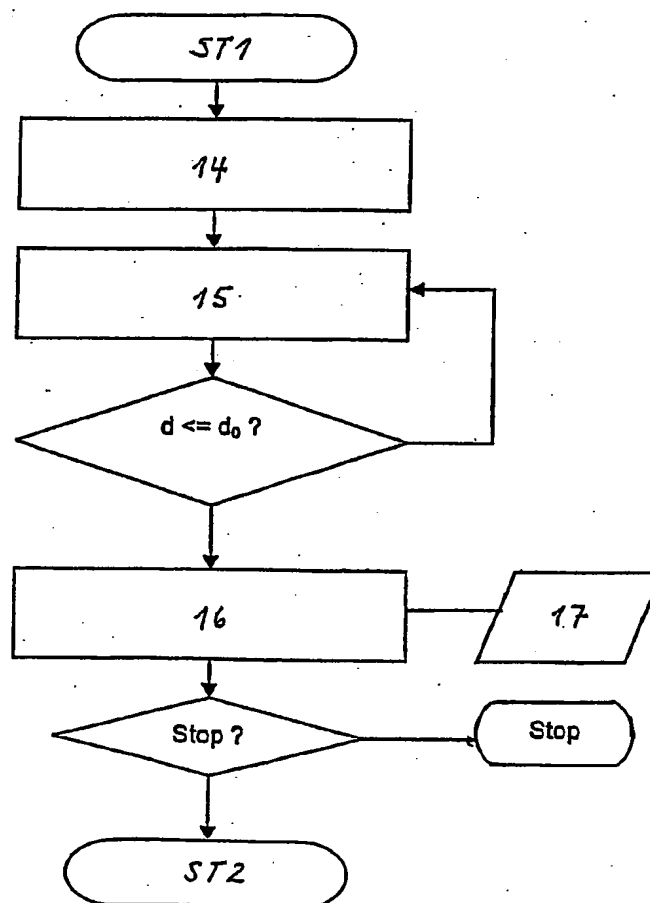
Fig. 10



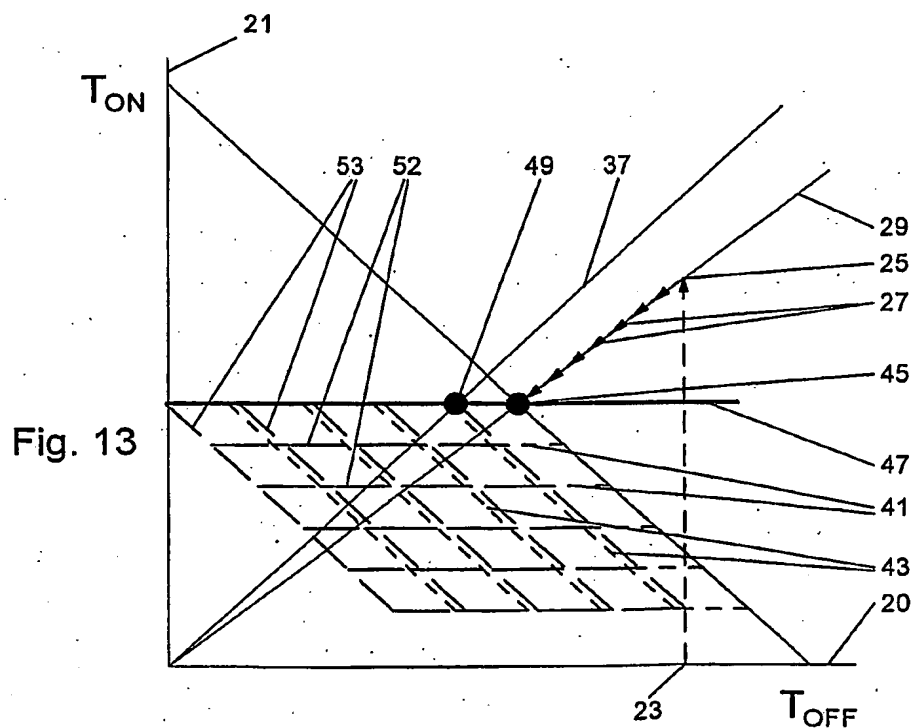
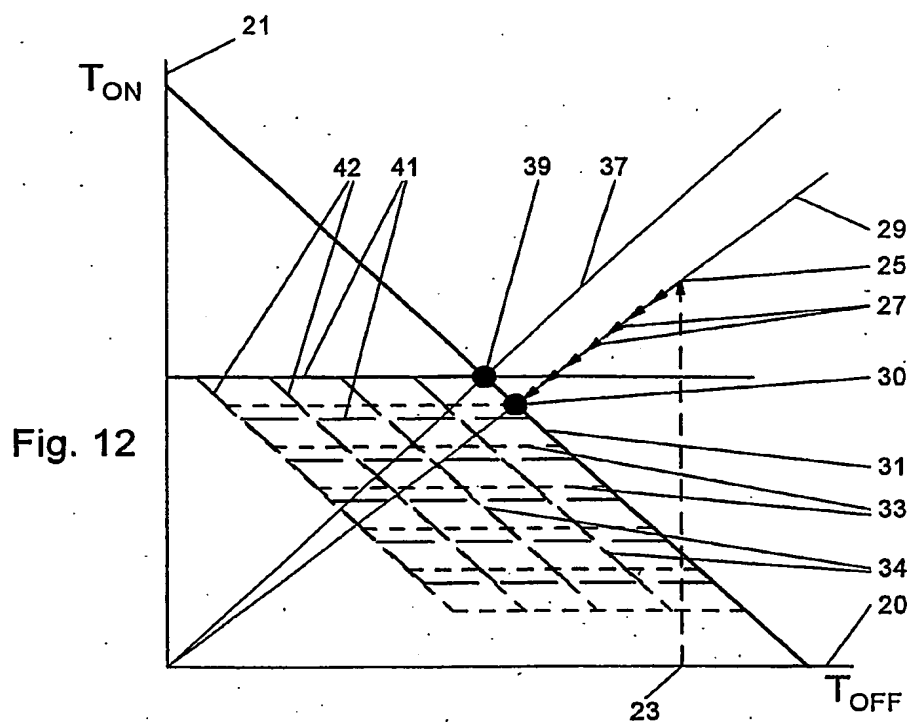
ERSATZBLATT (REGEL 26)

5/6

Fig. 11



6/6



ERSATZBLATT (REGEL 26)